

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平11-127134

(43)公開日 平成11年(1999)5月11日

(51) Int.Cl.⁸

識別記号

FI

H 0 4 J 13/00

H 0 4 J 13/00

A

H04Q 7/38

H O 4 B 7/26

109N

審査請求 未請求 請求項の数9 FD (全 9 頁)

(21)出願番号

特願平9-308096

(22) 出願日

平成9年(1997)10月23日

(71)出願人 390010515

株式会社高取育英会

東京都世田谷区北沢 3-5-18 鷹山ビル

(72)發明者 周 長明

東京都世田谷区北沢3-5-18 鷹山ビル

株式会社鷹山内

(72)発明者 周 旭平

東京都世田谷区北沢3-5-18 鷹山ビル

株式会社鷹山内

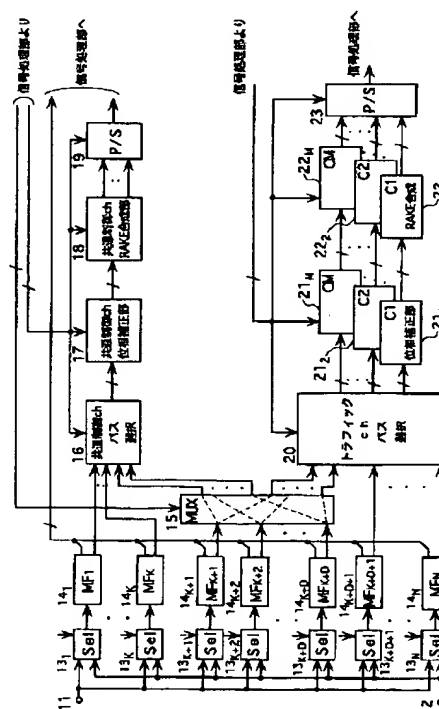
(74)代理人 弁理士 高橋 英生

(54)【発明の名称】 DS-CDMAセルラ方式における信号受信装置

(57) 【要約】

【課題】 小回路規模および低消費電力で高速動作およびマルチコード伝送に対応する。

【解決手段】 第1のアンテナブランチ11からの受信信号と第2のアンテナブランチ12からの受信信号は、それぞれ選択回路13₁～13_Nで選択されて、対応する複素型マッチドフィルタ14₁～14_Nに入力される。マッチドフィルタ14₁～14_Nは共通のサンプルホールド回路を用いて、小規模回路および低消費電力を実現する。初期セルサーチ時には、マルチプレクサ15によりマッチドフィルタ14_{K+1}～14_{K+D}の出力は、マッチドフィルタ14₁～14_Kの出力と共に、共通制御チャネル用のパス選択部16に接続され、K+D個のマッチドフィルタを並列に使用してセルサーチが行われる。通話時には、マッチドフィルタ14_{K+1}～14_Nの出力がトラフィックチャネル用のパス選択部20に入力され、Mコードまでのマルチコード伝送を行う。さらに、ハンドオーバー時には、複数セルからの信号を同時に受信することができる。



BEST AVAILABLE COPY

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 各セルに固有のロングコードと各トラフィックチャネルに対応したショートコードとからなる拡散符号系列を用いる DS-CDMA セルラ方式であって、共通制御チャネルには各セルに共通の特定のショートコードが割り当てられている DS-CDMA セルラ方式における信号受信装置であって、

受信信号と拡散符号系列との相関を検出する複数のマッチドフィルタを設け、

該複数のマッチドフィルタのうちの少なくとも 1 つのマッチドフィルタは、動作状態に応じて前記共通制御チャネルに対応する相関処理あるいは前記トラフィックチャネルに対応する相関処理を選択的に実行するようになされていることを特徴とする DS-CDMA セルラ方式における信号受信装置。

【請求項 2】 初期セルサーチ時に、前記少なくとも 1 つのマッチドフィルタを含む複数のマッチドフィルタを用いて、共通制御チャネルに対応する相関処理を実行させるようにしたことを特徴とする前記請求項 1 記載の DS-CDMA セルラ方式における信号受信装置。

【請求項 3】 ハンドオーバーを行う前の周辺セルサーチ時に、前記少なくとも 1 つのマッチドフィルタを含む複数のマッチドフィルタを用いて、ハンドオーバー元の基地局のトラフィックチャネルと共通制御チャネルに対応する相関処理および隣接する他の基地局の共通制御チャネルに対応する相関処理を並列に実行させるようにしたことを特徴とする前記請求項 1 記載の DS-CDMA セルラ方式における信号受信装置。

【請求項 4】 セル間ハンドオーバー時に、前記少なくとも 1 つのマッチドフィルタを含む複数のマッチドフィルタを用いて、ハンドオーバー元の基地局のトラフィックチャネルに対応する相関処理およびハンドオーバー先の基地局のトラフィックチャネルに対応する相関処理を並列に実行させるようにしたことを特徴とする前記請求項 1 記載の DS-CDMA セルラ方式における信号受信装置。

【請求項 5】 マルチコード伝送時に、前記少なくとも 1 つのマッチドフィルタを含む使用されるコード数に対応する個数のマッチドフィルタを用いて、トラフィックチャネルに対応する相関処理を実行させるようにしたことを特徴とする前記請求項 1 記載の DS-CDMA セルラ方式における信号受信装置。

【請求項 6】 前記共通制御チャネルおよび前記トラフィックチャネルにおいて、前記複数のマッチドフィルタの相関出力を用いてレーク合成のためのパス選択を行うようになされていることを特徴とする前記請求項 1 記載の DS-CDMA セルラ方式における信号受信装置。

【請求項 7】 前記パス選択によって選択された前記複数のマッチドフィルタの相関出力に対して、フェー

ジング補正を行い、レーク合成を行うようになされていることを特徴とする前記請求項 6 記載の DS-CDMA セルラ方式における信号受信装置。

【請求項 8】 複数のアンテナブランチを有し、該各アンテナブランチからの受信信号を選択的に前記複数のマッチドフィルタに入力するようにしたことを特徴とする前記請求項 1 記載の DS-CDMA セルラ方式における信号受信装置。

【請求項 9】 前記複数のマッチドフィルタに対応して複数の選択回路が設けられ、前記複数のアンテナブランチに対応した複数の組の、複数のサンプルホールド回路が設けられ、各組のサンプルホールド回路は 1 つのブランチの受信信号を保持することとされるとともに、各組のサンプルホールド回路の個数は前記マッチドフィルタのタップ数に対応して設定され、各選択回路は相互に独立に、いずれか 1 組のサンプルホールド回路の信号に対応するマッチドフィルタの乗算回路に入力するようになっていることを特徴とする前記請求項 8 記載の DS-CDMA セルラ方式における信号受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、DS-CDMA (Direct Sequence - Code Division Multiple Access) セルラ方式における信号受信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】近年の陸上移動通信の発展に伴い、チャネル容量を大幅に増加することが可能な DS-CDMA セルラ方式が注目されている。この DS-CDMA セルラ方式として、全基地局間の時間同期を厳密に行なう基地局間同期システムと、これを行なわない基地局間非同期システムの 2 つの方式が知られている。前記基地局間同期システムは、GPS などの他のシステムを利用して基地局間同期を実現するもので、各基地局では同一のロングコードを各基地局毎に異なる遅延を与えて使用している。したがって、初期セルサーチはロングコードのタイミング同期を行なうのみですみ、また、ハンドオーバー時の周辺セルサーチは、移動機にそれが属する基地局から周辺基地局のコード遅延情報を通知されるため、高速に行なうことができる。

【0003】一方、基地局間非同期システムは、基地局を識別するために各基地局で用いる拡散符号を変えるシステムである。したがって、移動機は初期セル（セクタ）サーチにおいて拡散符号を同定することが必要となる。また、ハンドオーバー時の周辺セル（セクタ）サーチでは、それが属する基地局から周辺基地局で使用している拡散符号の情報を得ることにより、同定する拡散符号の数を限定することが可能となるものの、前記基地局間同期システムの場合と比較するとサーチ時間が大きくなり、拡散符号にロングコードを使用する場合にはセル（セクタ）サーチに要する時間は膨大なものとなる。し

10

20

30

40

50

かしながら、この基地局間非同期システムには、GPS等の他のシステムを必要としないというメリットがある。

【0004】このような基地局間非同期システムの問題を解決し、初期同期を高速に行なうことができるセルサーチ方式が提案されている（樋口健一、佐和橋衛、安達文幸、「DS-CDMA基地局間非同期セルラ方式におけるロングコードの2段階高速初期同期法」信学技報、CS-96、RCS96-12（1996-05））。この提案されている方法においては、各基地局はそれぞれ異なるロングコードLC0～LCXと各チャネルを識別するためのショートコードSC0～SCYとを用いて2重に拡散したシンボルを用いて移動機と通信を行なう。ここで、前記ショートコードSC0～SCYは各セルにおいて共通であり、また、各セルとも共通制御チャネル（とまり木チャネル）には共通のショートコードSC0が割り当てられている。そして、最初に各セル共通のショートコードSC0をマッチドフィルタを用いて逆拡散してロングコードの同期タイミングを検出し、次に、マッチドフィルタあるいはスライディング相関器を用いて各セル特有のロングコードの特定を行なうものである。このように、ロングコードのタイミング同期とロングコードの同定とを分離することにより、通常の基地局間非同期セルラシステムにおいてはセルサーチを行なうのに（拡散符号の数×拡散符号の位相数）回程度の相関検出を行なうことが必要であるのに対し、この提案されている方法によれば、（拡散符号の数+拡散符号の位相数）回程度の相関検出で済むこととなる。

【0005】また、近年のマルチメディア伝送に対する要求の増大に応じて、伝送レートが異なる複数種類の信号を伝送できるようにすることが求められている。DS-CDMAセルラ方式において、このようなマルチメディア伝送を実現するための手法として、拡散率を可変として信号を伝送する可変拡散率伝送方式と、複数の異なる符号を用いて並列に伝送するマルチコード伝送方式が知られている。さらに、このような無線通信システムにおいては、無線特有のフェージングに対する対策が高品質のサービスを提供するために必要とされている。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】そこで、本発明は、より高速にセルサーチを行うことのできるDS-CDMAセルラ方式における信号受信装置を提供することを目的としている。また、マルチメディア伝送に対応することのできるDS-CDMAセルラ方式における信号受信装置を提供することを目的としている。さらに、マルチパスフェージングが発生する環境においても、良好な受信品質で信号を受信することができるDS-CDMAセルラ方式における信号受信装置を提供することを目的としている。

【0007】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するために、本発明のDS-CDMAセルラ方式における信号受信装置は、各セルに固有のロングコードと各トラフィックチャネルに対応したショートコードとからなる拡散符号系列を用いるDS-CDMAセルラ方式であって、共通制御チャネルには各セルに共通の特定のショートコードが割り当てられているDS-CDMAセルラ方式における信号受信装置であって、受信信号と拡散符号系列との相関を検出する複数個のマッチドフィルタを設け、該複数個のマッチドフィルタのうちの少なくとも1つのマッチドフィルタは、動作状態に応じて前記共通制御チャネルに対応する相関処理あるいは前記トラフィックチャネルに対応する相関処理を選択的に実行するようになされているものである。

【0008】そして、初期セルサーチ時に、前記少なくとも1つのマッチドフィルタを含む複数個のマッチドフィルタを用いて、共通制御チャネルに対応する相関処理を実行させるようにしたものである。また、ハンドオーバーを行う前の周辺セルサーチ時に、前記少なくとも1つのマッチドフィルタを含む複数個のマッチドフィルタを用いて、ハンドオーバー元の基地局のトラフィックチャネルと共通制御チャネルに対応する相関処理および隣接する他の基地局の共通制御チャネルに対応する相関処理を並列に実行させるようにしたものである。さらに、セル間ハンドオーバー時に、前記少なくとも1つのマッチドフィルタを含む複数個のマッチドフィルタを用いて、ハンドオーバー元の基地局のトラフィックチャネルに対応する相関処理およびハンドオーバー先の基地局のトラフィックチャネルに対応する相関処理を並列に実行させるようにしたものである。さらにまた、マルチコード伝送時に、前記少なくとも1つのマッチドフィルタを含む使用されるコード数に対応する個数のマッチドフィルタを用いて、トラフィックチャネルに対応する相関処理を実行させるようにしたものである。

【0009】さらにまた、前記共通制御チャネルおよび前記トラフィックチャネルにおいて、前記複数個のマッチドフィルタの相関出力を用いてレーク合成のためのパス選択を行うようになされているものである。そしてまた、前記パス選択によって選択された前記複数個のマッチドフィルタの相関出力に対して、フェージング補正を行い、レーク合成を行うようになされている。

さらにまた、複数個のアンテナブランチを有し、該各アンテナブランチからの受信信号を選択的に前記複数個のマッチドフィルタに入力するようになしたものである。さらにまた、前記複数個のマッチドフィルタは、前記複数個のアンテナブランチに対応して設けられ、当該アンテナブランチからの入力信号をサンプルホールドする複数個のサンプルホールド回路を共用し、該複数個のサンプルホールド回路の出力を選択回路によって前記複数個のマッチドフィルタの各乗算回路に選択的に供給するよう

に構成されているものである。

【0 0 1 0】複数個のマッチドフィルタを設け、該複数個のマッチドフィルタにより実行する相関処理を動作状態に応じて変更できるようにしているため、マッチドフィルタを効率的に使用することができる。すなわち、初期セルサーチ時には、多数のマッチドフィルタをロングコードの同定に割り当てることにより、高速に初期セルサーチを実行することが可能となる。また、セル間ハンドオーバー時には、トラフィックチャネルに多数のマッチドフィルタを割り当てることができる。さらに、トラフィックチャネルに多数のマッチドフィルタを割り当てることにより、マルチコード伝送時にも十分に対応することができる。さらにまた、前記マッチドフィルタの出力により、共通制御チャネルおよびトラフィックチャネルのいずれにおいても、フェージング補正およびレーク合成受信をすることができる。さらにまた、複数のアンテナブランチを設けることにより、アンテナダイバーシティとレーク合成を同時に行うことができる。

【0 0 1 1】

【発明の実施の形態】図 1 は、本発明の DS-CDMA セルラ方式における信号受信装置の一実施の形態の構成を示すブロック図である。この図に示した信号受信装置は、前述した DS-CDMA 基地局間非同期セルラ方式において用いられるものとして説明するが、これに限られることはなく、共通制御チャネルとトラフィックチャネルとを受信する DS-CDMA セルラ方式であれば適用することができるものである。また、この実施の形態が適用される DS-CDMA セルラシステムにおいては、情報変調および拡散変調とともに QPSK 変調されているものとして説明するがこれに限られることはなく、情報変調、拡散変調に BPSK 等の他の変調方式を用いた場合でも、同様に適用することができる。さらに、この DS-CDMA セルラ方式においては、伝送データ中に位相が既知のパイロットチャネルの信号が周期的に挿入されており、受信信号を同期検波することにより復調するものとして説明する。さらにまた、この実施の形態では、最多で M 個 (M は自然数) のコード (コード C1 ~ CM とする) を用いるマルチコード伝送を行うことができる場合を例にとって説明する。

【0 0 1 2】図 1 において、11 は図示しない第 1 の受信アンテナから入力されるスペクトラム拡散信号を直交検波した第 1 のブランチのベースバンド信号が入力される第 1 の信号入力端子、12 は図示しない第 2 の受信アンテナから入力されるスペクトラム拡散信号を同じく直交検波した第 2 のブランチのベースバンド信号が入力される第 2 の信号入力端子である。これら第 1 および第 2 の信号入力端子からは、それぞれ、対応するブランチのスペクトラム拡散された受信信号の同相成分 (I 成分) および直交成分 (Q 成分) のベースバンド信号が入力される。この図 1 に示した部分は、ベースバンド領域に変

換された受信信号に対する処理を行う。

【0 0 1 3】13₁ ~ 13_N (N は自然数) はいずれも選択回路であり、前記第 1 の信号入力端子 11 および前記第 2 の信号入力端子 12 からのベースバンド信号を選択信号に応じて個別に選択し、対応するマッチドフィルタ 14₁ ~ 14_N に出力する。14₁ ~ 14_N はいずれも複素型マッチドフィルタであり、それぞれ対応する前記選択回路 13₁ ~ 13_N からのベースバンドの受信信号と拡散符号レプリカとの相関を検出し、逆拡散を実行する。ここで、拡散符号レプリカは、当該マッチドフィルタにおける相関処理の対象となる受信信号に応じて、図示しない拡散符号リストから、当該マッチドフィルタにおける拡散符号レジスタに適宜設定されるようになされている。また、前記各複素型マッチドフィルタ 14₁ ~ 14_N は、例えば、ダブルサンプリング、タップ数可変型 (8 ~ 1024) のマッチドフィルタとされている。このマッチドフィルタとしては、CCD (Charge Coupled Device) や SAW (Surface Acoustic Wave) フィルタを用いたもの、あるいは、デジタル IC 回路によるものも用いることができるが、本出願人により提案されているアナログマッチドフィルタを使用するのが消費電力および演算精度の点から好適である。

【0 0 1 4】さて、前記各複素型マッチドフィルタ 14₁ ~ 14_N の相関出力とともに、内部で演算された信号電力が出力される。図示しない信号処理部は、この信号電力にもとづいてセルサーチ時におけるロングコードタイミングの検出信号 (共通制御チャネルの場合) あるいはレーク合成のためのパス選択信号を出力する。また、前記 N 個のマッチドフィルタ 14₁ ~ 14_N のうち、K 個 (K は自然数) のマッチドフィルタ 14₁ ~ 14_K の相関出力は共通制御チャネル用のパス選択部 16 に、D 個 (D は自然数) のマッチドフィルタ 14_{K+1} ~ 14_{K+D} の相関出力はマルチプレクサ 15 に、N - (K + D) 個のマッチドフィルタ 14_{K+D+1} ~ 14_N の相関出力はトラフィックチャネル用のパス選択部 20 に、それぞれ入力されている。

【0 0 1 5】15 は前記 D 個の複素型マッチドフィルタ 14_{K+1} ~ 14_{K+D} の出力を前記信号処理部から供給される制御信号に応じて、共通制御チャネルのパス選択部 16 あるいはトラフィックチャネルのパス選択部 20 に選択的に出力するためのマルチプレクサである。前記信号処理部からこのマルチプレクサ 15 に対して、初期セル (セクタ) サーチ時には前記 D 個のマッチドフィルタ 14_{K+1} ~ 14_{K+D} の出力を後述する共通制御チャネル用のパス選択部 16 に接続し、その他のときには後述するトラフィックチャネル用のパス選択部 20 に接続するように制御する制御信号が供給される。

【0 0 1 6】16 は共通制御チャネル用のパス選択部であり、前記 K 個のマッチドフィルタ 14₁ ~ 14_K および前記マルチプレクサ 15 からの前記 D 個のマッチドフィ

10

20

30

40

50

ルタ $1\ 4\ K+1 \sim 1\ 4\ K+D$ の出力が入力され、前記図示しない信号処理部から供給されるパス選択信号に応じて、それぞれ最大 A 個 (A は 1 以上の整数) のパスを選択する。すなわち、前述のように、信号処理部等において前記マッチドフィルタ $1\ 4\ 1 \sim 1\ 4\ K+D$ の相関出力の電力を算出し、電力の大きいほうから受信している基地局毎に最大 A 個のパスを受信すべきパスとして選択して、そのパスを選択するパス選択信号が出力される。前記パス選択部 1 6 はこのパス選択信号に応じて、前記マッチドフィルタ $1\ 4\ 1 \sim 1\ 4\ K+D$ から選択されたパスに対応する相関出力を選択して、後続する位相補正部 1 7 に出力する。

【0017】 1 7 は共通制御チャネル用の位相補正部であり、前記パス選択部 1 6 から出力される選択された各パスの受信信号に対し、当該パイロットチャネルの受信信号から検出した位相誤差信号に基づいてフェージング補正処理を実行する。なお、この共通制御チャネル用の位相補正部 1 7 の構成は、後述するトラフィックチャネル用の位相補正部 $2\ 1_1 \sim 2\ 1_M$ と同一の構成とされているため、ここでは、その詳細な説明は省略する。

【0018】 1 8 は共通制御チャネルのレーク (RAKE) 合成部であり、前記位相補正部 1 7 から出力されるフェージングが補正された各パスの受信信号のタイミングを合わせて最大比合成を行う。この合成の処理は各基地局の信号ごとに行われる。このレーク合成部 1 8 の出力は、パラレルシリアル変換部 (P/S 変換部) 1 9 を介して図示しない信号処理部に入力され、軟判定、デインタリーブおよび誤り訂正符号処理等が行われることとなる。なお、このレーク合成部 1 8 の構成も、後述するトラフィックチャネル用のレーク合成部 $2\ 2_1 \sim 2\ 2_M$ と同一の構成とされているため、ここでは詳細な説明は省略する。以上のマッチドフィルタ $1\ 4\ 1 \sim 1\ 4\ K$ 、前記マルチプレクサ 1 5 により選択されたときのマッチドフィルタ $1\ 4\ K+1 \sim 1\ 4\ K+D$ 、パス選択部 1 6、位相補正部 1 7、レーク合成部 1 8 および並列直列変換部 1 9 により共通制御チャネル用の処理部が構成されている。

【0019】 さらに、2 0 はトラフィックチャネル用のパス選択部であり、図示するように、前記マルチプレクサ 1 5 により選択されたときのマッチドフィルタ $1\ 4\ K+1 \sim 1\ 4\ K+D$ の相関出力、前記 $N - (K + D)$ 個のマッチドフィルタ $1\ 4\ K+D+1 \sim 1\ 4\ N$ の相関出力が入力され、図示しない信号処理部からのパス選択信号により選択されたパスの受信信号を選択して、 M 個 (M は 1 以上の整数) 並列に設けられたトラフィックチャネル用の位相補正部 $2\ 1_1 \sim 2\ 1_M$ に出力する。 $2\ 1_1 \sim 2\ 1_M$ は前述したマルチコード伝送時における第 1 ～第 M のコード $C\ 1 \sim C\ M$ にそれぞれ対応して設けられた位相補正部であり、いずれも同一の構成とされている。

【0020】 そして、各位相補正部 $2\ 1_1 \sim 2\ 1_M$ からの各コードに対応するフェージングが補正された出力は、

それぞれ対応して M 個並列に設けられたレーク合成部 $2\ 2_1 \sim 2\ 2_M$ に出力される。このレーク合成部 $2\ 2_1 \sim 2\ 2_M$ は、前記位相補正部 $2\ 1_1 \sim 2\ 1_M$ からそれぞれ入力される各コード毎の各パスの位相補正された受信信号をタイミングを合わせて最大比合成し、並列直列変換器 2 3 を介して、図示しない信号処理部に出力する。そして、該信号処理部において軟判定、デインタリーブおよび誤り訂正符号処理等が行われる。以上の、マルチプレクサ 1 5 により選択されたときの D 個のマッチドフィルタ $1\ 4\ K+1 \sim 1\ 4\ K+D$ 、 $N - (K + D)$ 個のマッチドフィルタ $1\ 4\ K+D+1 \sim 1\ 4\ N$ 、パス選択部 2 0、位相補正部 $2\ 1_1 \sim 2\ 1_M$ 、レーク合成部 $2\ 2_1 \sim 2\ 2_M$ および並列直列変換器 2 3 によりトラフィックチャネル用の処理部が構成されている。

【0021】 図 2 は、前記パス選択部 2 0 における入力信号と出力信号を説明するための図である。この図に示すように、前記 $N - K$ 個のマッチドフィルタ $1\ 4\ K+1 \sim 1\ 4\ N$ の相関出力は、このパス選択部 2 0 に入力され、前記信号処理部から供給されるパス選択信号に応じて、各コードごとにその電力の大きい方から最大で A 個のパスが選択され、それぞれのコードごとに選択されたパスの逆拡散された受信信号が出力される。

【0022】 図 3 は、前記位相補正部 $2\ 1_1 \sim 2\ 1_M$ の構成を示す図である。ここで、位相補正部 $2\ 1_1$ はコード $C\ 1$ に対応する受信信号の位相を補正する位相補正部、位相補正部 $2\ 1_2$ はコード $C\ 2$ に対応する位相補正部、…、位相補正部 $2\ 1_M$ はコード $C\ M$ に対応する位相補正部である。各位相補正部 $2\ 1_1 \sim 2\ 1_M$ はいずれも同一の構成とされており、図にはコード $C\ 1$ に対応する位相補正部 $2\ 1_1$ の内部構成が代表して示されている。図示するように、位相補正部 $2\ 1_1$ は、図 3 に $3\ 0_1 \sim 3\ 0_A$ で示すコード $C\ 1$ を受信する各パスに対応する A 個の位相補正手段を有している。 $3\ 0_1$ は、前記マッチドフィルタ $1\ 4\ K+1 \sim 1\ 4\ N$ のうちのコード $C\ 1$ を受信するマッチドフィルタの受信信号から選択された最大 A 個のパスのうち、第 1 のパス (パス 1) の受信信号の位相補正を行うパス 1 位相補正手段であり、以下、 $3\ 0_i$ は第 i 番目のパスの受信信号の位相補正を行うパス i 位相補正手段、…、 $3\ 0_A$ は第 A 番目のパスの受信信号の位相補正を行うパス A 位相補正手段である。これら各位相補正手段は、いずれも同一の構成とされている。

【0023】 前述のように、この実施の形態が適用される DS-SS CDMA セルラ方式においては、各通信チャネル中に周期的に既知のパイロットシンボルが挿入されており、このパイロットシンボルの受信信号の位相を測定することによりフェージングによる位相回転量を知ることができる。したがって、この測定した位相誤差の複素共役を受信信号に乗算することにより、当該受信信号の位相誤差の補正をおこなうことができる。 $3\ 2_1$ は当該パスにおけるパイロットシンボルの受信信号からその位

相誤差を抽出し、位相補正信号を算出する位相誤差推定部である。また、 $3\ 1\ 1$ は当該パスの受信信号を前記位相誤差推定部 $3\ 2\ 1$ における処理時間だけ遅延する遅延回路であり、該遅延回路 $3\ 1\ 1$ の出力と前記位相誤差推定部 $3\ 2\ 1$ からの位相補正信号とを乗算器 $3\ 3\ 1$ において乗算することにより、位相補正された当該パスの受信信号が出力される。

【0024】前記位相補正部 $2\ 1\ 2 \sim 2\ 1\ M$ においても、同様に、それぞれのコード（コード $C\ 2 \sim C\ M$ ）に対応する各Aパス分の位相補正手段が設けられており、前記各位相補正部 $2\ 1\ 1 \sim 2\ 1\ M$ からは、それぞれ、前記コード $C\ 1 \sim C\ M$ の受信信号の最大A個のパスの位相補正された受信信号が出力されることとなる。

【0025】図4は、前記レーク合成部 $2\ 2\ 1 \sim 2\ 2\ M$ の構成を示す図である。ここで、レーク合成部 $2\ 2\ 1$ は前記コード $C\ 1$ の選択された最大A個のパスの位相補正された受信信号のレーク合成を行うものであり、レーク合成部 $2\ 2\ 2$ は前記コード $C\ 2$ の選択されたパスの受信信号、…、レーク合成部 $2\ 2\ M$ は前記コード $C\ M$ の選択されたパスの受信信号のレーク合成を行う。これら各レーク合成部 $2\ 2\ 1 \sim 2\ 2\ M$ はいずれも同一の構成とされており、図にはコード $C\ 1$ に対応するレーク合成部 $2\ 2\ 1$ の構成が代表して示されている。

【0026】図示するように、レーク合成部 $2\ 2\ 1$ は、前記コード $C\ 1$ の位相補正部 $2\ 1\ 1$ からの最大A個のパスの位相補正された受信信号が入力される第1～第Aの遅延回路 $3\ 4\ 1 \sim 3\ 4\ A$ 、および、該第1～第Aの遅延回路 $3\ 4\ 1 \sim 3\ 4\ A$ の出力を加算する加算回路 $3\ 5$ から構成されている。前記第1～第Aの遅延回路 $3\ 4\ 1 \sim 3\ 4\ A$ において、前記コード $C\ 1$ に対応する各パスの位相補正された受信信号のタイミングを一致させ、これらを前記加算回路 $3\ 5$ において加算することにより、各パスの受信信号の最大比合成が行われる。同様に、レーク合成部 $2\ 2\ 2 \sim 2\ 2\ M$ においても、それぞれ、前記コード $C\ 2 \sim C\ M$ に対応するパスの受信信号のレーク合成が行われる。これにより、前記レーク合成部 $2\ 2\ 1 \sim 2\ 2\ M$ から前記コード $C\ 1 \sim C\ M$ にそれぞれ対応するレーク合成された受信信号が出力されることとなる。このレーク合成部 $2\ 2\ 1 \sim 2\ 2\ M$ からのコード $C\ 1 \sim C\ M$ に対応するレーク合成された受信信号は、並列直列変換器 $2\ 3$ において直列信号に変換されて図示しない信号処理部に入力される。

【0027】以上説明したように、この実施の形態においてはN個の複素型マッチドフィルタ $1\ 4\ 1 \sim 1\ 4\ N$ が設けられており、そのうちのK個のマッチドフィルタ $1\ 4\ 1 \sim 1\ 4\ K$ は共通制御チャネルの受信に用いられる。また、D個の複素型マッチドフィルタ $1\ 4\ K+1 \sim 1\ 4\ K+D$ は、前記マルチプレクサ $1\ 5$ の切り替えにより、初期セルサーチ時には共通制御チャネルの受信に用いられ、その他のときには、トラフィックチャネルの受信に用いられるようになされている。さらに、 $N - (K +$

D) 個の複素型マッチドフィルタ $1\ 4\ K+D+1 \sim 1\ 4\ N$ はトラフィックチャネルの信号受信に用いられるようになされている。このように本発明の信号受信装置においては、信号逆拡散手段として複数個のマッチドフィルタを用い、該マッチドフィルタを動作状態に応じて適応的に使用している。これにより、セルサーチ動作を高速にすることができると同時に、また、マルチレート伝送にも効率的に対応することが可能となる。なお、全マッチドフィルタ数N、マルチプレクサで切替可能なマッチドフィルタ数Dおよびマルチコード数Mは必要に応じて適宜決定される。

【0028】次に、このように構成された本発明の信号受信装置の動作について説明する。当該受信機の電源が投入されると、まず、この信号受信装置の初期化処理が実行され、次に、接続すべき基地局を決定するための初期セルサーチ動作が実行される。この初期セルサーチ時には、前記共通制御チャネル用の処理部が使用される。

【0029】〔初期セルサーチ〕初期セルサーチ時には、前記マッチドフィルタ $1\ 4\ K+1 \sim 1\ 4\ K+D$ の出力が前記共通制御チャネル用のパス選択部 $1\ 6$ に出力されるように前記マルチプレクサ $1\ 5$ が制御され、 $K + D$ 個のマッチドフィルタ $1\ 4\ 1 \sim 1\ 4\ K+D$ を用いて初期セルサーチが実行される。図5は、この初期セルサーチ時の動作を説明するためのフローチャートである。本発明のDS-SS-CDMAセルラ方式においては、初期セルサーチを3段階で実行するようになされている。まず、ステップS11において、前記第1のマッチドフィルタ $1\ 4\ 1$ のPN符号レジスタに共通制御チャネルの各セル共通のシークコードSC0をロードする。そして、1ロングコード周期の期間、該第1のマッチドフィルタ $1\ 4\ 1$ において受信スペクトラム拡散信号との相関が検出される。そして、該相関出力の内の最大の電力を有するピーク的位置がこの移動機が属しているセルの基地局のロングコードタイミングであると判定される（ステップS12）。以上が、初期セルサーチの第1段階である。

【0030】次に、当該基地局のロングコードが属するロングコードグループのグループ番号を特定する処理が行われる。まず、ロングコードグループ番号がセットされるカウンタiに初期値1をセットし（ステップS13）、前記 $K + D$ 個のマッチドフィルタ $1\ 4\ 1 \sim 1\ 4\ K+D$ の拡散符号レジスタに該ロングコードグループ番号に対応するショートコード $G\ I\ C\ 1 \sim G\ I\ C\ K+D$ をロードし、各マッチドフィルタからのパワー出力を所定のしきい値と比較する。そして、該しきい値を超えたマッチドフィルタ中のショートコードが対応するロングコードグループ番号を、自セルのロングコードが含まれるグループのグループ番号とする（ステップS14）。

【0031】続いて、当該基地局のロングコードを特定する第3段階の処理が実行される。まず、カウンタjに1をセットし（ステップS15）、前記 $K + D$ 個のマッ

10

20

30

40

50

チドフィルタ $14_1 \sim 14_{K+D}$ に拡散符号レプリカとして前記特定されたグループ番号に対応するグループ内のロングコード $LC(K+D)(j-1)+1 \sim LC(K+D) \cdot j$ のBチップのセグメントをロードする(ステップS16)。これにより、前記 $K+D$ 個のマッチドフィルタ $14_1 \sim 14_{K+D}$ において、並列に当該ロングコードとの相関が検出される。

【0032】そして、前記信号処理部において前記マッチドフィルタ14₁～14_{K+D}からの出力電力と対応するロングコード番号を記憶し、その電力値を所定のしきい値と比較する(ステップS17)。

【0033】前記ステップS17の判定の結果、所定のしきい値を超えた電力値があったときには、当該コード番号を当該基地局のロングコードであると決定する（ステップS20）。また、前記所定のしきい値を超えた電力値がなかった場合には、ステップS18に進み、システムにおいて使用されているロングコードの最後の符号であるか否かを判定し、最後の符号でないときには、ステップS19に進み、前記カウンタjを1だけ増加させて、前記ステップS16以降の処理をくり返す。

【0034】以下、同様に、前記ステップS17において所定のしきい値を超えるロングコードを検出するまで、ステップS16～S19が繰り返される。なお、最後の符号まで探索を繰り返したにもかかわらず、前記ステップS17の判定結果がYESとならなかった場合には、ふたたび、前記ステップS12のロングコードタイミングの検出処理から実行されることとなる。

【0035】このように、この実施の形態においては、K+D個のマッチドフィルタを用いて並列にロングコードの同定を行っているために、高速に初期セルサーチを行うことができる。

【0036】次に、通話時およびハンドオーバ時の動作について説明する。このときには、前記マルチプレクサ15は、前記マッチドフィルタ14_{K+1}～14_{K+D}の出力を前記トラフィックチャネル用のパス選択部20に入力するように制御されている。したがって、前記共通制御チャネル用の処理部には、前記マッチドフィルタ14₁～14_Kの出力のみが入力され、このK個のマッチドフィルタを用いて共通制御チャネルの受信が行われることとなる。一方、前記トラフィックチャネル用の処理部は前記マッチドフィルタ14_{K+1}～14_NのN-K個のマッチドフィルタの出力を使用することができるようになる。

【0037】まず、コードC1のみを使用するシングルコード伝送の場合について説明する。すなわち、ある基地局BS1から送信されるコードC1を用いて拡散変調された信号を受信しているものとする。ダイバーシティハンドオーバーしないときには、例えば、前記マッチドフィルタ $14_{K+1} \sim 14_{K+2}$ などの2つのマッチドフィルタを用いて当該信号を受信する。すなわち、前記セレクト

1 3_{K+1}~1 3_{K+2}を制御して、第1の入力端子1 1からの第1のアンテナブランチの受信信号を前記マッチドフィルタ1 4_{K+1}に入力し、第2の入力端子1 2からの第2のアンテナブランチの受信信号を前記マッチドフィルタ1 4_{K+2}に入力する。そして、前記マッチドフィルタ1 4_{K+1}~1 4_{K+2}に拡散符号レプリカとして、前記コードC 1を設定する。このとき、他のマッチドフィルタ1 4_{K+3}~1 4_Nはスリープ状態として消費電力を低減させる。

10 【0038】前記マッチドフィルタ $14_{K+1} \sim 14_{K+2}$ からの相関出力は、前記マルチプレクサ15を介して、前記トラフィックチャネル用のパス選択部20に入力され、前述のように、パス選択が行われる。このとき、前記2つのアンテナブランチから入力される受信信号から最大でA個のパスが選択されることとなる。この選択されたパスの受信信号は、前記コードC1に対応する位相補正部 21_1 に入力されてそれぞれ位相補正された後、前記コードC1に対応するレーク合成部 22_1 においてレーク合成され、並列直列変換器23を介して信号処理部20に出力される。なお、このとき、前記コードC2～CMに対応する位相補正部 $21_2 \sim 21_M$ 、レーク合成部 $22_2 \sim 22_M$ は、いずれもスリープ状態とされている。

【 0 0 3 9 】 また、当該受信機が前記基地局 B S 1 のセルの境界附近に移動した場合には、ハンドオーバが行われる。2 サイトダイバーシティハンドオーバは、あらかじめ共通制御チャネルを介して通知されている周辺セル情報に基づいて、該周辺セルの基地局（ B S 2 および B S 3 ）のロングコードを、前記マッチドフィルタ 1 4 1 ~ 1 4 K に設定し、これらロングコードを用いた周辺セルサーチを実行する。このとき初期セルサーチと同様の処理により、最大電力出力となったロングコードに対応するセルをハンドオーバ先のセルとする。ここで、ハンドオーバ先のロングコードおよびショートコードを前記マッチドフィルタ 1 4 K + 3 および 1 4 K + 4 に設定（ロード）する。

【0040】各マッチドフィルタ14_{K+1}～14_{K+4}からの出力は、前記トラフィックチャネル用のパス選択部20に入力され、そして、前記コードC1に対応する位相補正部21₁、コードC1に対応するレーク合成部22₁において、前述のようにパス選択、位相補正およびレーク合成が行われる。そして、並列直列変換器23を介して信号処理部に出力される。このようにして、複数サイトのダイバーシティハンドオーバを行うことができる。

【0041】また、Mコードを使用するマルチコード伝送の場合には、M個のコードC1～CMにそれぞれ2つずつのマッチドフィルタを割り当てるようにする。例えば、前記N-K=8とされているときには、4コードのマルチコード伝送に対応することができる。

【0042】なお、上述した実施の形態においては、複
50 数のマッチドフィルタ14J～14Nの前段に各アンテ

ナブランチからの入力信号を選択する選択回路 $13_1 \sim 13_N$ を設けていたが、前記複数個のマッチドフィルタ $14_1 \sim 14_N$ に共通に各アンテナブランチに対応したサンプルホールド回路を設け、該サンプルホールド回路の出力を選択的に各マッチドフィルタにおける乗算回路に供給するように構成することができる。この場合には、前記複数個のマッチドフィルタ $14_1 \sim 14_N$ 内にそれぞれサンプルホールド回路を設けることが不要となり、回路規模を縮小することが可能となる。

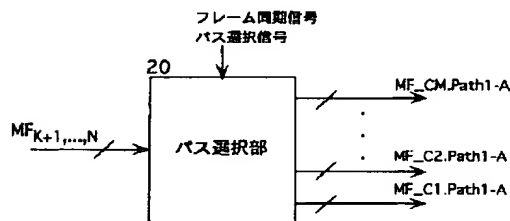
【0043】また、上述した実施の形態においてはQPSK変調された信号の場合を例にとって説明したが、これに限られることはなく、BPSKなど他の変調方式を採用した場合にも本発明を適用することができることは明らかである。

【0044】

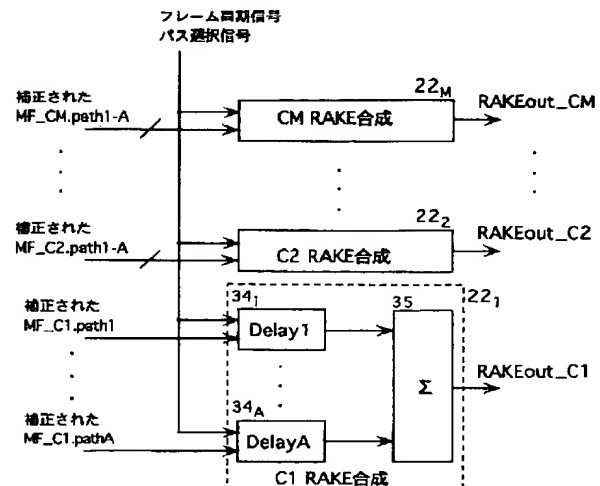
【発明の効果】以上説明したように、本発明のDS-SS-CDMAセルラ方式用信号受信装置によれば、複数個のマッチドフィルタを用い、動作状態に応じてそれらのマッチドフィルタにおいて実行する相関処理を適応的に制御しているため、高速な初期セルサーチが可能となり、また、ダイバーシティハンドオーバーおよびマルチコード伝送に対応することが可能となる。これらマッチドフィルタは同じサンプルホールド回路を共用することにより、回路の小規模化、省電力化を実現しうる。また、アンテナダイバーシティとレーク受信を行なっているために、マルチパスフェージングのある環境においても、良好な受信品質を保つことができる。さらにまた、初期セルサーチ時、ハンドオーバー時、および通話時（マルチパス受信時）において、マッチドフィルタを共用することができ、高効率化および小型化を実現することができる。

【図面の簡単な説明】

【図2】



【図4】



【図1】 本発明のDS-SS-CDMAセルラ方式用信号受信装置の一実施の形態の構成を示すブロック図である。

【図2】 図1に示した信号受信装置におけるトラフィックチャンネル用のパス選択部を示す図である。

【図3】 図1に示した信号受信装置におけるトラフィックチャンネル用の位相補正部の構成例を示す図である。

【図4】 図1に示した信号受信装置におけるトラフィックチャンネル用のレーク合成部の構成例を示す図である。

【図5】 図1に示した信号受信装置における初期セルサーチ動作を説明するためのフローチャートである。

【符号の説明】

11、12 信号入力端子

13₁～13_N 選択回路

14₁～14_N 複素型マッチドフィルタ

15 マルチプレクサ

16 共通制御チャンネル用パス選択回路

17 共通制御チャンネル用位相補正部

18 共通制御チャンネル用レーク合成部

19 共通制御チャンネル用並列直列変換器

20 トラフィックチャンネル用パス選択回路

21₁～21_M トラフィックチャンネル用位相補正部

22₁～22_M トラフィックチャンネル用レーク合成部

23 トラフィックチャンネル用並列直列変換器

30₁～30_A 位相補正手段

31₁ 遅延回路

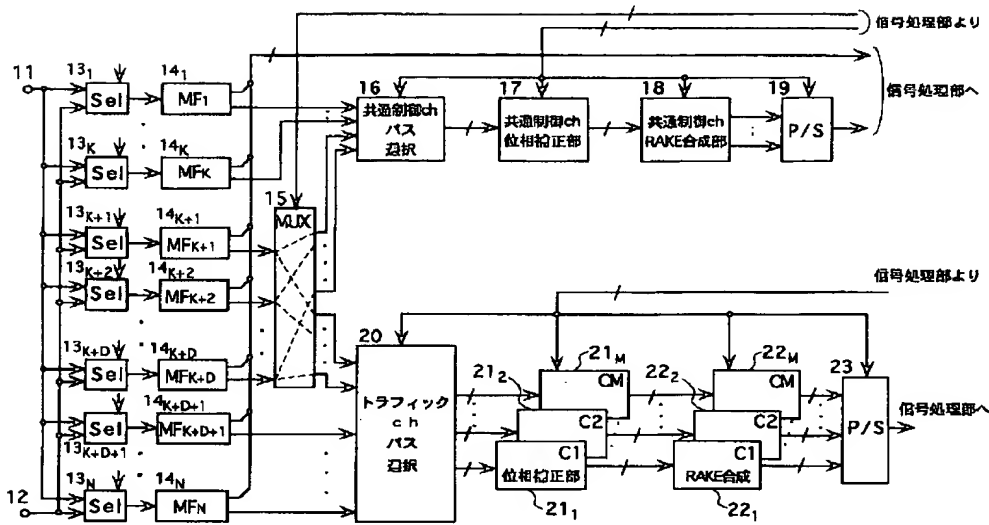
32₁ 位相誤差推定部

33₁ 乗算回路

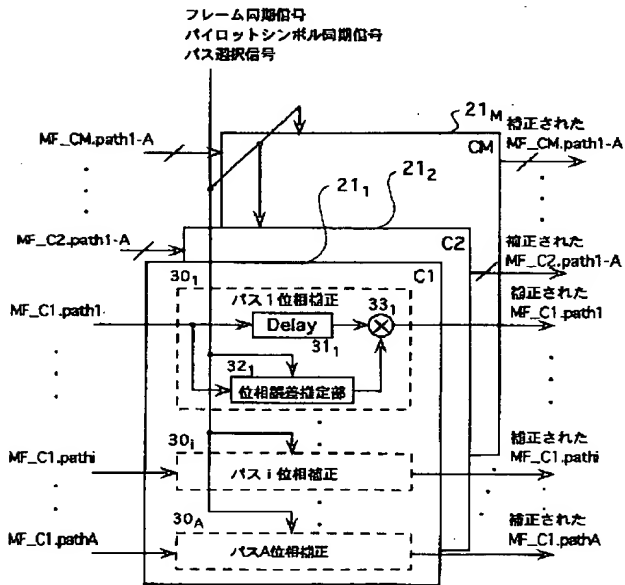
34₁～34_A 遅延回路

35 加算器

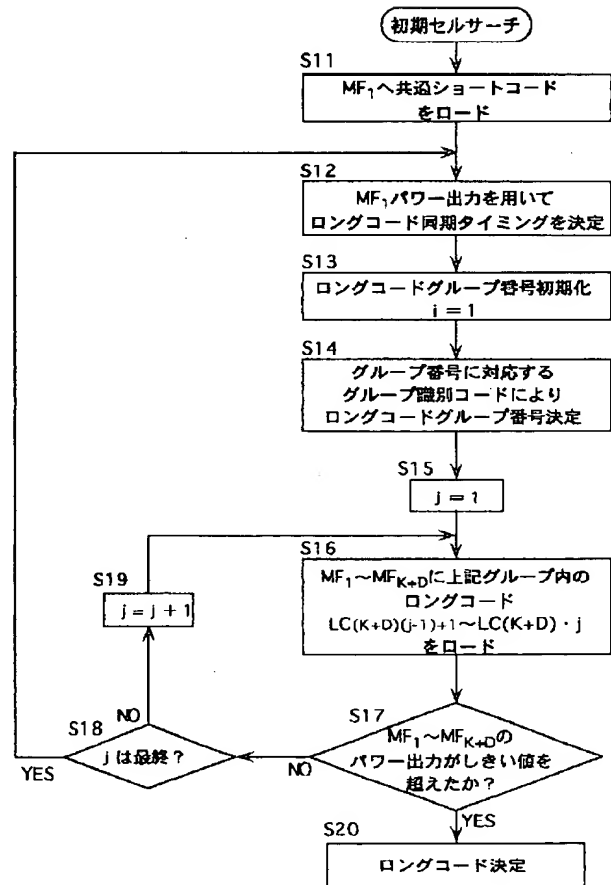
【図1】



【図3】



【図5】



This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☐ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.